

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-223182

(43)Date of publication of application : 09.08.2002

(51)Int.Cl.

H04B 3/23

G10L 21/02

H04Q 3/42

H04R 3/02

(21)Application number : 2001-130932

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 27.04.2001

(72)Inventor : EMURA AKIRA
HANEDA YOICHI

(30)Priority

Priority number : 2000355740

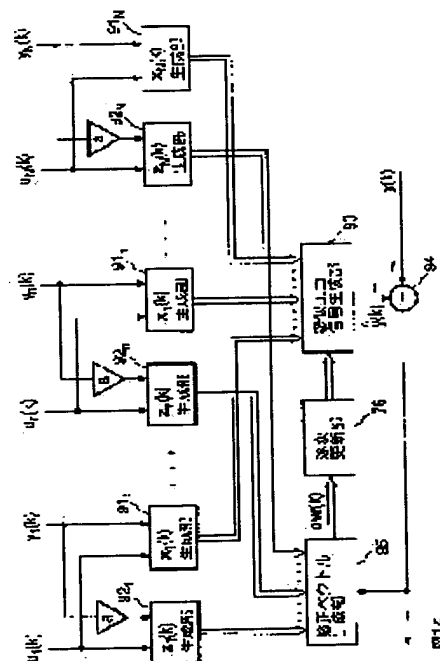
Priority date : 22.11.2000

Priority country : JP

(54) ECHO CANCELING METHOD, ITS DEVICE, ITS PROGRAM AND ITS RECORDING MEDIUM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To decrease an impulse response coefficient estimation error with less calculation amount faster than a conventional method.
SOLUTION: An attaching signal $g_n(un(k))$ is added to an N channel received signal $un(k)(n=1, \dots, N)$ to obtain a reproduction signal $x_n(k)=un(k)+g_n(un(k))$ and to create a reproduction signal matrix $X(k)$ of vectors representing reproduction signals obtained so far. Furthermore, a correction signal $Z_n(k)=aun(k)+g_n(un(k))$ is created, which results from an emphasized attaching signal $g_n(un(k))$ and the correction signal is converted into a vector. A corrected basic vector $zn(k)$ by multiplying a factor a ($0 < a < 1$) by a received signal vector is used to generate a vector $z(k)$ so far and a vector $e(k)$ (a vector difference between an acoustic echo and a pseudo echo) is multiplied by the vector $z(k)$ to obtain a corrected vector $dw(k)$ and a vector $\mu dw(k)$ (μ is a step size) is used to update a coefficient of a pseudo echo path filter.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

06.10.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]	3673727
[Date of registration]	28.04.2005
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-223182
(P2002-223182A)

(43) 公開日 平成14年8月9日(2002.8.9)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 4 B 3/23
G 1 0 L 21/02
H 0 4 Q 3/42
H 0 4 R 3/02

識別記号

1 0 4

F I

H 0 4 B 3/23
H 0 4 Q 3/42
H 0 4 R 3/02
G 1 0 L 9/00

ターミナル* (参考)

5 D 0 2 0
1 0 4 5 K 0 4 6
5 K 0 5 0
F

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2001-130932(P2001-130932)

(22) 出願日 平成13年4月27日(2001.4.27)

(31) 優先権主張番号 特願2000-355740(P2000-355740)

(32) 優先日 平成12年11月22日(2000.11.22)

(33) 優先権主張国 日本(J P)

特許法第30条第1項適用申請有り 平成13年3月14日
社団法人日本音響学会開催の「日本音響学会2001年春季
研究発表会」において文書をもって発表

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社
東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 江村 暁

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(72) 発明者 羽田 陽一

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100066153

弁理士 草野 卓 (外1名)

Fターム(参考) 5D020 CC06

5K046 BA06 BB01 HH24 HH79

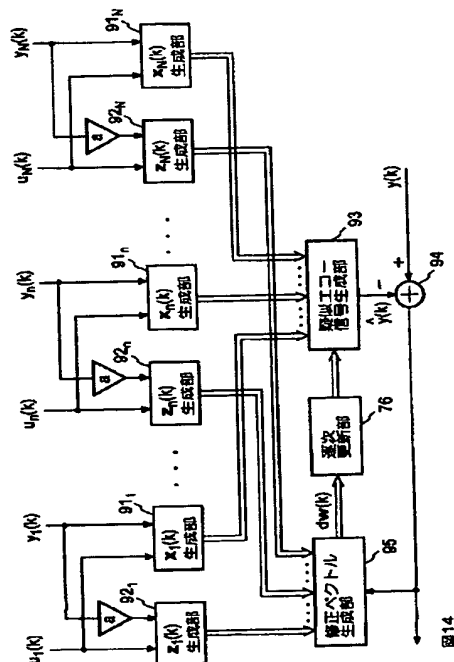
5K050 AA05 DD14

(54) 【発明の名称】 反響消去方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 少ない計算量で従来よりもインパルス応答係
数推定誤差を速く小さくすることを可能とする。

【解決手段】 Nチャンネルの受信信号 $u_n(k)$ ($n = 1, \dots, N$) に付加信号 $g_n(u_n(k))$ を加算して再生信号 $x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k))$ とし、これまでの再生信号を示すベクトルの再生信号行列 $X(k)$ を作り、 $z_n(k) = a u_n(k) + g_n(u_n(k))$ ($0 < a < 1$) の修正基本ベクトル $z_n(k)$ によりこれまでのベクトル $Z(k)$ を作り、 $Z(k)$ に $e(k)$ を掛算して ($e(k)$ は音響エコーと疑似エコーとの差のベクトル)、修正ベクトル $d w(k)$ を求め、 $\mu d w(k)$ にて、疑似反響経路フィルタの係数を更新する (μ はステップサイズ)。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号に対して、それぞれ付加信号を加算して再生信号を生成し、

上記再生信号を、N個の反響経路を模擬した疑似反響経路に印加して疑似エコー信号を生成し、

上記N個の反響経路から得られたエコー信号から疑似エコー信号を差し引いてエコー信号を消去して誤差信号を求め、

再生信号よりも、付加信号をより多く含む修正用基本ベクトルを、付加信号ベクトルと受信信号ベクトルから生成し、

その修正用基本ベクトルと、上記誤差信号とから修正ベクトルを求め、

その修正ベクトルを用いて疑似エコー経路のインパルス応答を逐次更新する各ステップを含む反響消去方法。

【請求項2】 請求項1記載の方法において、
受信信号ベクトルをa倍（ $0 < a < 1$ ）して付加信号ベクトルに加算して上記修正用基本ベクトルとすることを特徴とする反響消去方法。

【請求項3】 請求項1記載の方法において、
上記修正用基本ベクトルの生成は、
再生信号ベクトルを、受信信号ベクトルの線形和のベクトルと受信信号ベクトルに直交するベクトルとに分解し、

再生信号ベクトルから、受信信号ベクトルの線形和ベクトルのb倍（ $0 < b < 1$ ）を差し引いて上記修正用基本ベクトルとすることを特徴とする反響消去方法。

【請求項4】 請求項1乃至3の何れかに記載の方法において、
上記修正ベクトルを求めるステップは、
各修正用基本ベクトルの係数を、上記誤差信号、Nチャンネルの再生信号および修正用基本ベクトルから決定し、その決定した係数を対応する修正用基本ベクトルに与えて修正用基本ベクトルの線形和を求めて上記修正ベクトルとすることを特徴とする反響消去方法。

【請求項5】 請求項1乃至2の何れかに記載の方法において、
上記疑似エコー信号生成ステップは上記再生信号を周波数領域に変換し、その周波数領域の再生信号に対し、周波数領域で上記疑似反響経路によるフィルタ処理を行い、その処理結果を時間領域に変換して上記疑似エコー信号を生成し、

上記修正ベクトルを求めるステップは上記誤差信号及び上記修正用基本ベクトルをそれぞれ周波数領域に変換して、周波数領域の上記修正ベクトルを求め、上記インパルス応答の逐次更新ステップは周波数領域で行うことを特徴とする反響消去方法。

【請求項6】 請求項5記載の方法において、
上記周波数領域での上記疑似反響経路の更新ステップ

は、

A. 周波数領域で対応スペクトルごとに再生信号と修正用基本信号のクロススペクトルの全チャンネルの総和を求め、

B. 周波数領域で各クロススペクトルの総和の逆数をそれぞれ修正ベクトルにかけて修正ベクトルを補正し、

C. その補正された修正ベクトルを用いて周波数領域で疑似反響経路のインパルス応答を更新することを特徴とする反響消去方法。

10 【請求項7】 請求項6記載の方法において、
前回求めたスペクトルごとの再生信号と修正用信号のクロススペクトルの短時間平均の総和と、今回求めた対応スペクトルの再生信号と修正用基本信号のクロススペクトルの総和とを重み付け加算して今回のクロススペクトルの短時間平均の総和を求め、この短時間平均の総和を上記ステップAで求める総和とすることを特徴とする反響消去方法。

【請求項8】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号を入力し、それぞれ付加信号を加算した再生信号を生成する手段と、

上記N個の再生信号を入力し、N個の反響経路を模擬した疑似反響経路を備え、疑似エコー信号を生成出力する疑似エコー信号生成手段と、

上記N個の反響経路から得られたエコー信号から上記疑似エコー信号を差し引いてエコー信号を消去して誤差信号を求める消去手段と、

再生信号よりも、付加信号をより多く含む修正用基本ベクトルを、付加信号ベクトルと受信信号ベクトルとから生成する手段と、

30 上記修正用基本ベクトルと、上記誤差信号とを入力して修正ベクトルを求める手段と、
上記修正ベクトルを用いて、上記疑似エコー信号生成手段の疑似反響経路のインパルス応答を逐次更新する逐次更新手段とを具備する反響消去装置。

【請求項9】 請求項8記載の装置において、
上記修正用基本ベクトルを求める手段は受信信号ベクトルをa倍（ $0 < a < 1$ ）して付加信号ベクトルと加算する手段であることを特徴とする反響消去装置。

【請求項10】 請求項8記載の装置において、
40 上記修正用基本ベクトルを求める手段は再生信号ベクトルを、受信信号ベクトルの線形和のベクトルと、受信信号ベクトルと直交するベクトルとに分解する手段と、
上記再生信号ベクトルから、受信信号ベクトルの線形和ベクトルのb倍（ $0 < b < 1$ ）を差し引いて上記修正用基本ベクトルを出力する手段とよりなることを特徴とする反響消去装置。

【請求項11】 請求項8乃至10のいずれかに記載の装置において、
50 上記修正ベクトル生成手段は、上記誤差信号と、Nチャンネルの再生信号および修正用基本ベクトルから上記各修

正用基本ベクトルの係数を求める手段と、
上記求めた係数を対応する修正用基本ベクトルに与えて、これらの線形和を求めて修正ベクトルとして出力する手段とを備えることを特徴とする反響消去装置。

【請求項12】 請求項8乃至9の何れかに記載の装置において、

上記疑似エコー信号生成手段は、上記再生信号を周波数領域に変換する手段と、その変換された周波数領域の再生信号に対し、上記疑似反響経路によるフィルタ処理を周波数領域で行う手段と、そのフィルタ処理された結果を時間領域に変換して上記疑似エコー信号を出力する手段とを備え、

上記修正ベクトルを求める手段は、上記誤差信号を周波数領域に変換する手段と、上記修正用基本ベクトルを周波数領域に変換する手段と、これら周波数領域に変換された誤差信号と修正用基本ベクトルにより周波数領域で上記修正ベクトルを求める手段とを備え、

上記逐次更新手段は上記周波数領域で求められた上記修正ベクトルが入力され、上記疑似反響経路のインパルス応答の逐次更新を周波数領域で行う手段であることを特徴とする反響消去装置。

【請求項13】 請求項12記載の装置において、
上記逐次更新手段は対応スペクトルごとに、周波数領域の再生信号と周波数領域の修正用基本信号とが入力され、これらのクロススペクトルの全チャンネルの総和を求めて出力する第1手段と、

上記スペクトルごとのクロススペクトルの総和と上記周波数領域の修正ベクトルが入力され、各クロススペクトルの総和の逆数を修正ベクトルにかけて修正ベクトルを補正する第2手段と、

上記周波数領域の補正された修正ベクトルが入力され、上記疑似反響経路のインパルス応答を周波数領域で更新する第3手段とを備えることを特徴とする反響消去装置。

【請求項14】 請求項13記載の装置において、
上記第1手段は、前回求めたスペクトルごとのクロススペクトルの短時間平均の総和と、今回求めた対応スペクトルの再生信号と修正用基本信号のクロススペクトルの全チャンネルの総和とを重み付け加算して、今回のクロススペクトルの短時間平均の総和を求めて上記出力する総和とする手段であることを特徴とする反響消去装置。

【請求項15】 請求項1乃至7の何れかに記載の反響消去方法をコンピュータにより実行する反響消去プログラム。

【請求項16】 請求項15記載の反響消去プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えば多チャンネル音響再生系を有する通信会議システムに適用され、ハ

ウリングの原因及び聴覚上の障害となる音響エコーを消去する多チャンネル反響消去方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年のデジタルネットワークと音声、画像の高性能符号化技術の進展により、複数の人が容易に参加でき、より自然な通話環境を提供できる多チャンネルの拡声通話方式が研究されはじめている。その実現のためには、複数のスピーカからマイクロホンへの音響的回り込みを消去する多チャンネル音響エコー消去の技術的課題と解決策の検討が必要となる。N (≥ 2) チャンネルの再生系とM (≥ 1) チャンネルの収音系とで構成される通信会議システムは、図1に示すような構成により音響エコーの消去を行う。即ち各受話端子 $1_i \sim 1_N$ からの受話信号は各スピーカ $2_i \sim 2_M$ で音響信号として再生され、各N個の音響エコー経路 $1_0_i \sim 1_0_N$ を経て各マイクロホン 3_m ($m = 1, \dots, M$)に回り込む。受話側の全Nチャンネルの受話端子 $1_i \sim 1_N$ と、Mチャンネル送話側の送話端子 $5_i \sim 5_M$ それぞれとの間にNチャンネルエコーキャンセル部 $4_i \sim 4_M$ を接続して音響エコーを消去する。

【0003】上記Nチャンネルエコーキャンセル部 4_m は、各収音チャンネル毎に再生側の全Nチャンネルと収音側の1チャンネルとの間のN入力1出力時系列信号を処理する構成をとる。このNチャンネルエコーキャンセル部 4_m ($m = 1, \dots, M$)の構成を図2に示す。Nチャンネルの各受話信号 $x_i(k) \dots x_N(k)$ は疑似エコー信号生成部 4_1 に入力されて疑似エコー信号が生成され、減算器 4_2 により疑似エコー信号とマイクロホン 3_m からの収音信号 $y(k)$ との差である残留信号(誤差信号)が取り出され、この残留信号がエコー経路推定部 4_3 に帰還され、推定エコー経路が逐次修正される。疑似エコー信号生成部 4_1 は一般にフィルタで構成され、そのフィルタの係数がエコー経路推定部 4_3 により逐次修正される。これら疑似エコー信号生成部 4_1 、およびエコー経路推定部 4_3 は適応フィルタを構成しており、以後、これら全体を適応フィルタと記すこともある。

【0004】実際の通信会議では、多くの場合1人の話者音声が対地から多チャンネルで送出されて多チャンネル受話信号となる。この受話信号のチャンネル間相互相関は非常に高いために、エコーが消去されている状態であっても、推定されたエコー伝達特性と真のエコー伝達特性は必ずしも一致しないことが知られており、文献M. M. Sondhi, D. R. Morgan, and J. L. Hall, "Stereo-phonetic Acoustic Echo Cancellation- An Overview of the Fundamental Problem," IEEE Signal Processing Letters, vol. 2, no. 8, pp. 148-151 (1995)に詳細に解析されている。推定されたエコー伝達特性と真のエコー伝達特性が一致していないと、対地で話者が交代して受話信号のチャンネル間相互相関が変化すると突然音響エコーが消去されなくな

り、送話信号として対地に送出される現象が生じる。

【0005】このことを、図1の第m收音チャンネルに接続されているNチャンネルエコーキャンセル部4_mについて見てみる。Nチャンネル入力信号を $x_1(k) \cdots x_N(k)$ 、收音された信号を $y(k)$ 、第nチャンネル($n=1, \dots, N$)の再生器2_nから收音器3_mまでの音響エコー経路10_nのインパルス応答を $h_n(k)$ 、その長さをLとする。Nチャンネル入力信号と收音信号の間には次の関係がある。

$$y(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_1(i) x_1(k-i) + \cdots + \sum_{i=0}^{L-1} h_N(i) x_N(k-i) \quad 10$$

各チャンネルのインパルス応答と入力信号を

$$\mathbf{h}_n = [h_n(0) \cdots h_n(L-1)]^T$$

$$\mathbf{x}_n(k) = [x_n(k) \cdots x_n(k-L+1)]^T$$

のようにベクトル化し、さらに全Nチャンネルのインパルス応答と入力信号を

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \cdots \mathbf{h}_N^T]^T$$

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}_1^T(k) \cdots \mathbf{x}_N^T(k)]^T$$

のように1つのベクトルにまとめると、Nチャンネル入力信号と收音信号の関係は次のように記述される。

$$【0006】 y(k) = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(k) = \mathbf{h}_1^T \mathbf{x}_1(k) + \cdots + \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(k)$$

第m收音チャンネルに接続されているNチャンネル・エコーキャンセル部4_mは、図2に示すように構成されており、收音される信号 $y(k)$ をNチャンネル入力信号 $\mathbf{x}_n^T(k)$ から疑似エコー信号生成部41により予測する。実際に收音された信号と予測された信号の差 e および過去のNチャンネル入力信号に基づいて、收音信号と予測信号の差が小さくなるようにエコー経路推定部43で、疑似エコー信号生成部41と構成するフィルタの係数 \mathbf{w} 30

【0007】過去のNチャンネル入力信号ベクトルをどこまで考慮するかにより、NLMS法、射影法、RLS法などの適応アルゴリズムがある。射影法では、

【0008】

【数1】

$$d\mathbf{w}(k) = \sum_{i=1}^{i=p} c_i \mathbf{x}(k-i+1)$$

$$= [\mathbf{x}(k) \cdots \mathbf{x}(k-p+1)] \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_p \end{bmatrix}$$

【0009】のように修正ベクトル $d\mathbf{w}(k)$ が過去p個の入力信号ベクトルの線形和である、という制約条件のもとで、過去p個の入力信号の関係

$$y(k) = \mathbf{w}^T(k+1) \mathbf{x}(k)$$

：

$$y(k-p+1) = \mathbf{w}^T(k+1) \mathbf{x}(k-p+1) \quad 50$$

を満たす適応フィルタ係数 $\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + d\mathbf{w}(k)$ を求める。この修正ベクトル $d\mathbf{w}(k)$ は

$$\mathbf{X}(k) = [\mathbf{x}(k) \cdots \mathbf{x}(k-p+1)]$$

$$\mathbf{e}^T(k) = [y(k) \cdots y(k-p+1)] - \mathbf{w}^T(k) \mathbf{X}(k)$$

$$\mathbf{c} = (\mathbf{X}^T(k) \mathbf{X}(k))^{-1} \mathbf{e}(k)$$

$$d\mathbf{w}(k) = \mathbf{X}(k) \mathbf{c}$$

なる計算により得られる。 $\mathbf{X}(k)$ は入力信号ベクトルからなる入力信号行列であり、 $\mathbf{e}(k)$ は收音信号と疑似エコー信号との誤差からなるベクトル、 \mathbf{c} は修正ベクトルを構成するための修正係数である。エコーキャンセル後の残留信号 $y(k) - \mathbf{w}^T(k) \mathbf{x}(k)$ を用いて、図2及び図3に示すように多チャンネルエコーキャンセラ4_mを構成できる。実際には推定を安定にするために0~2の値をとるステップサイズ μ を用いて $\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \mathbf{X}(k) \mathbf{c}$ により、適応フィルタの係数を更新する。

【0010】以上の適応信号処理が、図2中の音響エコー経路推定部43で行われる。音響エコー経路推定部43内では、図3に示すように、入力信号行列生成部431にて入力信号 $x_1(k) \cdots x_N(k)$ から入力信号行列 $\mathbf{X}(k)$ が生成される。誤差ベクトル生成部434では、これまでの残留信号から誤差ベクトルを生成し、修正係数算出部432では誤差信号ベクトル \mathbf{e} と入力信号行列 $\mathbf{X}(k)$ から修正係数 \mathbf{c} を算出する。フィルタ係数更新部433では、修正係数 \mathbf{c} と入力信号行列 $\mathbf{X}(k)$ とから修正ベクトル $d\mathbf{w}(k)$ を求め、適応フィルタ係数 $\mathbf{w}(k)$ を更新する。なお3次以上の射影アルゴリズムを用いる場合は誤差ベクトル生成部434にこれまでの入力信号と修正係数も入力する必要がある。ところで適応フィルタ係数の修正法としてのNLMS法(学習同程法)は射影法を $p=1$ とした時と一致する。実際に收音された信号 $y(k)$ と適応フィルタにより予測された信号との差 $e(k)$ は、

$$e(k) = y(k) - \sum_{n=1}^N \mathbf{w}_n^T(k) \mathbf{x}_n(k)$$

により計算される。この誤差をもちいて修正ベクトル $d\mathbf{w}_n(k) = e(k) \mathbf{x}_n(k) / \sum_{n=1}^N \mathbf{x}_n^T(k) \mathbf{x}_n(k)$ ($n=1, \dots, N$)

40 を求め、各チャンネルの適応フィルタを

$$\mathbf{w}_n(k+1) = \mathbf{w}_n(k) + \mu d\mathbf{w}_n(k) \quad (n=1, \dots, N)$$

により更新する。ただし $\mathbf{w}_n(k)$ は要素数Lのベクトルであり、第nチャンネルの適応フィルタ係数のベクトルである。また μ は推定を安定にするために設定されるステップサイズである。NLMS法では、疑似エコーを生成するための畳み込み演算と適応フィルタの修正を逐次行うために、演算量が非常に大きくなる。文献E. R. Ferrara, "Fast Implementation of LMS adaptive filter s," IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, vol.

ASSP-28, pp. 474-475 (1980) で提案されている適応アルゴリズム (以下 F L M S 法と記す) は、適応フィルタの更新を逐次処理から L サンプル毎のブロック処理に変更し、F F T をもちいてブロック信号処理を行うことで演算量を大幅に削減している。このアルゴリズムは、時刻 k で適応フィルタが更新される時

$$d \mathbf{w}_n(k) = \sum_{i=0}^{L-1} e(k-i) \mathbf{x}_n(k-i) \quad (n=1, \dots, N)$$

のような畳込み演算により修正ベクトル $d \mathbf{w}_n(k)$ を計算する。この部分と疑似エコー生成部分の畳込み演算は、チャンネル毎に F F T (高速離散フーリエ変換) をもちいて効率よく実行できるので、演算量が大幅に減少する。この F L M S 法に、さらに文献 D. Mansour and A. H. Gray, "Unconstrained Frequency-Domain Adaptive Filter," IEEE Trans. on Acoust, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-30, No. 5, pp. 726-734 (1982) で提案されている白色化処理を組み合わせることによって、音声信号のようにスペクトルに偏りのある信号が入力されても、適応フィルタの収束特性は劣化しなくなる。ここでは、多入力 1 出力適応フィルタに白色化処理付きの F L M S 法を適用する従来方法について説明する。このアルゴリズムでは、適応フィルタ長が L のとき、Overlap-save 方式をもちいて L サンプル毎に長さ 2 L の信号ベクトルを F F T して処理することで、効率の高い畳込み演算処理を実現している。このアルゴリズムは、以下のステップからなる。

【0011】ステップ 1

各チャンネルの入力信号 $x_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を、L サンプル毎に長さ 2 L の入力信号ベクトルにブロック化して F F T により周波数領域に変換し、ベクトルの要素を対角成分に持つ行列 $\mathbf{X}_{nf}(k)$ を算出する。数式を用いると、

$$\mathbf{X}_{nf}(k) = \text{diag}(\text{FFT}([x_n(k-2L+1), \dots, x_n(k)]^T)) \quad (n=1, \dots, N)$$

と記述される。ただし関数 $\text{FFT}(\mathbf{x})$ はベクトル \mathbf{x} を F F T 変換する関数である。また関数 $\text{diag}(\mathbf{x})$ によって、ベクトル \mathbf{x} はその要素を対角成分とする行列に変換される。すなわち $\mathbf{x} = [x(1) \dots x(2L)]^T$ のとき

【数 2】

$$\text{diag}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x(1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & x(2L) \end{bmatrix}$$

である。

【0012】ステップ 2

周波数領域で $\mathbf{X}_{nf}(k)$ と $\mathbf{w}_{nf}(k)$ を掛けることで、入力信号ベクトルをチャンネルごとにフィルタ処理する。そして計算結果を逆 F F T (I F F T) 処理し、時

間領域での信号ベクトル $\hat{\mathbf{y}}_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を得る。

$$\hat{\mathbf{y}}_n(k) = [\mathbf{I}_L \quad \mathbf{O}_L] \text{IFFT}(\mathbf{X}_{nf}(k) \mathbf{w}_{nf}(k))$$

ただし $\mathbf{w}_{nf}(k)$ ($n=1, \dots, N$) は要素数 2 L の複素数ベクトルであり、逆 F F T 変換して前半 L 個を取り出すと、第 n チャンネル適応フィルタのインパルス応答になる。また \mathbf{O}_L は L × L の零行列、 \mathbf{I}_L は L × L の単位行列である。

10 ステップ 3

信号ベクトル $\hat{\mathbf{y}}_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を加算して、疑似エコー信号のベクトル $\hat{\mathbf{y}}(k)$ を得る。

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \sum_{n=1}^N \hat{\mathbf{y}}_n(k)$$

ステップ 4

時間領域にて收音信号ベクトル $\mathbf{y}(k)$ と疑似エコーの信号ベクトル $\hat{\mathbf{y}}(k)$ との差から誤差信号ベクトルを求め、F F T により周波数領域に変換する。

$$\mathbf{e}_f(k) = \text{FFT}([0, \dots, 0, \mathbf{y}^T(k) - \hat{\mathbf{y}}^T(k)]^T)$$

ただし $\mathbf{y}(k) = [y(k-L+1) \dots y(k)]^T$ であり、F F T [] 内の 0 の数は L 個であり、 $\mathbf{e}_f(k)$ の要素数を 2 L 個にするためである。

【0013】ステップ 5

誤差信号と入力信号を周波数領域で処理し、修正ベクトル $d \mathbf{w}_{nf}(k)$ ($n=1, \dots, N$) を求める。先ず以下のように $\mathbf{X}_{nf}^*(k)$ と $\mathbf{e}_f(k)$ の積を逆 F F T し、その結果の前半の L 個を取出し $\mathbf{v}_{nf}(k)$ を求める。

$$\mathbf{v}_{nf}(k) = [\mathbf{I}_L \quad \mathbf{O}_L] \text{IFFT}(\mathbf{X}_{nf}^*(k) \mathbf{e}_f(k))$$

30 ただし行列 $\mathbf{X}_{nf}^*(k)$ の各成分は行列 $\mathbf{X}_{nf}(k)$ 各成分の複素共役である。次に $\mathbf{v}_{nf}(k)^T$ の後に L 個の 0 を埋めて F F T を行う。

$$d \mathbf{w}_{nf}(k) = \text{FFT}([\mathbf{v}_{nf}^T(k), 0, \dots, 0]^T)$$

ステップ 6

各チャンネルの適応フィルタを次式で更新する。

$$\mathbf{w}_{nf}(k+L) = \mathbf{w}_{nf}(k) + \mathbf{P}(k) d \mathbf{w}_{nf}(k)$$

行列 $\mathbf{P}(k)$ は、修正ベクトル $d \mathbf{w}_{nf}(k)$ を補正してあり、

【数 3】

$$\mathbf{P}(k) = \text{diag}\left(\left[\frac{\mu}{p(k,1)+\delta} \dots \frac{\mu}{p(k,2L)+\delta}\right]\right).$$

$$p(k,i) = \beta p(k-L,i) + (1-\beta) \sum_{n=1}^N |\mathbf{T}(\mathbf{X}_{nf}(k), i)|^2 \quad (i=1, \dots, 2L)$$

により計算される。 μ は 0 ~ 1 の値をとるステップサイズである。関数 $\mathbf{T}(\mathbf{X}_{nf}(k), i)$ は行列 $\mathbf{X}_{nf}(k)$ の (i, i) 要素を引き出す。行列 $\mathbf{P}(k)$ の対角要

素の分母に含まれる $p(k, i)$ は、周波数成分ごとに第1～Nチャンネルの入力信号パワーの短時間平均の総和を求めたものである。 δ は分母が0になることを防止するための微小な正定数である。 β は前回の短時間平均パワーの総和 $p(k-L, i)$ と今回の短時間平均との短時間平均をとるための平滑化定数であり、0～1の値をとる。入力信号が音声のように有色性信号のとき、 d $w_{nf}(k)$ に行列 $P(k)$ をかけることは入力信号の白色化処理に対応し、有色信号が入力されたときの適応フィルタの収束速度を向上させることが知られている。エコー経路の特性は、周波数領域で $w_{nf}(k)$

($n=1, \dots, N$) として推定される。このベクトルを逆フーリエ変換することで、各エコー経路インパルス応答の推定値が得られる。N入力1出力適応フィルタについてチャンネル当りの適応フィルタ長をLとすると、Lサンプル分の疑似エコー信号を算出するのに必要となる積算の演算量は、NLMS法では、 $NL(2L+4)$ である。一方、FLMS法で必要となる積算の演算量は $NL(10 \log L + 8)$ である。チャンネル当りの適応フィルタ長を $L=1024$ とするとき、FLMS法の演算量はNLMS法の約5.3%になり、演算処理が非常に効率的になる。

【0014】図1中のNチャンネルエコーキャンセル部4aは、FLMS法では図4に示す構成で実現される。第nチャンネルの入力信号 $x_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) は、TF変換部44nにてステップ1のようにブロック化され周波数領域に変換される。ステップ2のように入力信号がフィルタ係数により周波数領域でフィルタ処理部

(疑似反響経路) 45nによりフィルタ処理され、その処理結果がFT変換部46n ($n=1, \dots, N$) により時間領域に変換されて時間領域の信号ベクトル $y_n(k)$ が得られる。信号ベクトル加算部47では各信号ベクトル $y_n(k)$ がステップ3のように加算されて時間領域での疑似エコー $y^-(k)$ が算出される。收音信号 $y(k)$ は、ブロック化部48にてL個のサンプル

(要素) にブロック化される。TF変換部44nおよび收音信号のブロック化部48は、各入力信号と收音信号の間に時間のズレが発生しないように信号をブロック化して、それぞれ信号ベクトルを生成する。信号ベクトル減算部49では、ステップ4のように收音信号ベクトル $y(k)$ から疑似エコーの信号ベクトル $y^-(k)$ が引かれ、誤差信号ベクトル $e(k)$ が求められ、これはTF変換部51にて周波数領域の誤差信号ベクトル $e_f(k)$ へ変換される。フィルタ係数更新部52n ($n=1, \dots, N$) では、TF変換部44nからの $X_{nf}(k)$ とFT変換部51からの $e_f(k)$ を用いて、ステップ5及び6にしたがって周波数領域でフィルタ

(疑似反響経路) を更新する。更新されたフィルタはフィルタ処理部45n ($n=1, \dots, N$) に反映される。なおステップ6での行列 $P(k)$ の計算には全チャネ

ル分の $X_{nf}(k)$ ($n=1, \dots, N$) を必要とするが、見やすくするために図4ではこの信号流れを省略している。

【0015】ところで入力信号のチャンネル間の相互相関が一定で大きい場合には入出力信号の関係 $y(k) = w^T(k) x(k)$ を満たす $w(k)$ が複数存在することが知られている。このため上記適応アルゴリズムにより推定されたインパルス応答が、対応する音響エコー経路のインパルス応答と一致するとは限らない。このようなエコー伝達特性の誤推定を防ぐために、図5に示すように相関変動処理部61, ..., 6Nを設けて、チャンネル毎に受信信号を乱数で振幅変動して元の受信信号に付加して相互相関が絶えず変動している信号を生成し、各スピーカから再生すると同時に多チャンネル・エコーキャンセラへの入力信号とする手法が特願平7-50002、文献S. Shimauchi and S. Makino, "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation," Proc. ICASSP95, vol. 5, pp. 3059-3062 (1995) にて提案されている。その後、より効率的に相互相関が変動する信号を生成する手法として、文献J. Benesty, D. R. Morgan, and M. M. Sondhi, "A Better Understanding and an Improved Solution to the Problems of Stereophonic Acoustic Echo Cancellation," Proc. ICASSP97, vol. 1, pp. 303-306 (1997) では、受信信号を非線形関数で処理して元の受信信号に付加する方法が提案されている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかし受信信号に付加信号を加えてスピーカから再生したとき、元の受信信号と比較して聴感上違和感のない範囲におさめなければならないため、付加信号の信号パワーは制限され、受信信号のチャンネル間の相互相関は依然高い。そのため真のエコー伝達特性を推定するにはRLS法のように計算量が大きくてノイズに敏感な適応アルゴリズムを用いる必要があると考えられており、NLMS法や射影法、FLMS法のように低演算量の適応アルゴリズムを用いた場合には、チャンネル間相互相関の高い受信信号から修正ベクトルが生成されるための相互相関変動処理によるエコー経路インパルス応答推定性能の改善幅は小さい。

【0017】実際に数値シミュレーションを行った結果を図6に示す。この数値シミュレーションでは、サンプリング周波数を8kHzに設定し、音響エコー経路として残響時間200msの部屋で実測した室内伝達関数を700タップに打ち切って音響エコーを生成した。相互相関一定の2チャンネル受信信号 $u_1(k)$, $u_2(k)$ は、2本のマイクロホンで単一話者の音声を收音している状況を模擬することで生成した。適応フィルタのタップ数は1チャンネル当り600タップに設定し、適応アルゴリズムとして2次射影 ($p=2$) をステップサイズ $\mu=0.5$ で適用した。

【0018】相関変動処理には、文献P. Eneroth, T. Gaen

sler, S. Gay and J. Benesty, "Studies of a wideband stereophonic acoustic echo canceller," Proc. 1999 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, pp. 207-210(1999)で用いられている半波整流方式

$$g_1(u(k)) = d(u(k) + |u(k)|)/2$$

$$g_2(u(k)) = d(u(k) - |u(k)|)/2$$

を、聴感上違和感のほとんどない $d=0.26$ で適用した。2チャンネルエコーキャンセル部への入力は

$$x_1(k) = u_1(k) + g_1(u_1(k))$$

$$x_2(k) = u_2(k) + g_2(u_2(k))$$

になる。 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ を以後再生信号と呼ぶ。またこれ以降、受話信号と付加信号をそれぞれ

$$u(k) = [u_1(k) \cdots u_1(k-L+1) \ u_2(k) \cdots u_2(k-L+1)]$$

$$g(k) = [g_1(u_1(k)) \cdots g_1(u_1(k-L+1)) \ g_2(u_2(k)) \cdots g_2(u_2(k-L+1))]$$

とベクトル化して取り扱う。

【0019】 相関変動処理を適用した場合(B)と適用しなかった場合(A)の適応フィルタの推定性能を図6に示す。推定性能は、音響エコー経路のインパルス応答からなるベクトル h と、適応フィルタの各インパルス応答の後ろに0詰めして h とサイズをそろえたベクトル $w'(k)$ との相対誤差

$$|h - w'(k)| / |h|$$

で評価した。図6のグラフによれば、相関変動処理を適用しない場合、はじめの1s間は係数推定誤差がすばやく減少しているが、すぐに飽和し約-4.5dBにとどまる。一方相関変動処理を用いた場合、係数推定誤差は飽和しないが減少は緩やかであり、10s後でも-7dB程度にとどまる。

【0020】 この発明の第1の目的は従来よりも係数推定誤差を速く小さくすることができ、エコー消去性能を向上させた反響消去方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体を提供することにある。この発明の第2の目的は第1の目的を達成しかつ演算量を大幅に減らすことができる反響消去方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】 まずこの発明に至る考え方を説明する。所で先の数値シミュレーションにおける条件で元の受話信号に由来する誤差 $e_0(k)$ と相互相関変動のための付加信号に由来する誤差 $e_a(k)$ 、つまり

$$e_0(k) = (h - w'(k))^T u(k)$$

$$e_a(k) = (h - w'(k))^T g(k)$$

の信号パワーをプロットすると図7のようになっている。点線が $e_0(k)$ 、実線が $e_a(k)$ である。付加信号 $g_n(u_n(k))$ ($n=1, 2$)の信号パワーは元の受話信号 $u_n(k)$ ($n=1, 2$)から約-18dBと

小さなものであるが、このグラフによれば、付加信号に由来する誤差信号のパワー $e_a(k)$ は受話信号に由来する誤差信号のパワー $e_0(k)$ とほぼ同等である。すなわち、誤差 $y(k) - w^T(k) \times(k)$ への付加信号ベクトルの寄与は受話信号ベクトルとほぼ同等である。

【0022】 しかし、射影法を $p=1$ で適用したとき、すなわちNLMs法では適応フィルタの係数は

$$w(k+1) = w(k) + \mu e(k) [(u(k) + g(k)) / |u(k) + g(k)|^2]$$

のように更新されている。この更新式によれば、付加信号の修正ベクトルへの寄与は受話信号の約-18dBに過ぎず、付加信号ベクトルの情報は適応フィルタ係数の更新に対して過小評価されていることになる。

【0023】 そこでこの発明では、付加信号と受話信号の修正ベクトルへの寄与が、各信号の誤差信号への寄与を反映するように、付加信号の比率が再生信号よりも多い修正用基本ベクトル $z(k)$ を受話信号と付加信号から生成する。そしてこのベクトルから適応フィルタの修正ベクトルを構成する。付加信号の比率が再生信号よりも多い修正用基本ベクトル $z(k)$ の一例としては、

$$z(k) = a u(k) + g(k), \quad 0 < a < 1$$

のようにすることが考えられる。このように付加信号を強調した修正用基本ベクトル $z(k)$ を疑似反響経路のインパルス応答の修正ベクトルに反映させればチャンネル間相互相関の小さい修正ベクトルを生成できる。つまり、受話信号 $u_n(k)$ に付加信号 $g_n(u_n(k))$ が付加された信号を

$$x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k))$$

とし、前記付加信号が強調された修正用信号を

$$z_n(k) = a u_n(k) + g_n(u_n(k))$$

とし、これらを下記のようにベクトル化する。

$$x_n(k) = [x_n(k) \cdots x_n(k-L+1)]^T \quad (n=1, \cdots, N)$$

$$z_n(k) = [z_n(k) \cdots z_n(k-L+1)]^T \quad (n=1, \cdots, N)$$

この時、疑似反響経路により予測された信号と受信信号 $y(k)$ との誤差信号 $e(k)$ は次式で求められる。

$$e(k) = y(k) - \sum_{n=1}^N w_n^T(k) x_n(k)$$

この誤差信号を修正用基本ベクトルから修正ベクトルを次式により求められる。 $d w_n(k) = e(k) z_n(k)$ ($n=1, \cdots, N$)

この修正ベクトルにより各チャンネルの疑似反響経路のインパルス応答を次式により更新すればよい。

$$w_n(k+1) = w_n(k) + \mu d w_n(k) \quad (n=1, \cdots, N)$$

ここでステップサイズ μ は毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御するパラメータである。

【0024】 また再生信号より付加信号情報の比率が大

きいベクトル $z(k)$ により、次のように修正ベクトル $d w(k)$ を求めてもよい。つまり $d w(k)$ がベクトル $z(k) \cdots z(k-p+1)$ の線形和という制約条件のもとで、過去 p 個の入出力信号の関係

$$y(k) = w^T(k+1) x(k)$$

:

$$y(k-p+1) = w^T(k+1) x(k-p+1)$$

を満たす修正ベクトルは、

$$X(k) = [x(k) \cdots x(k-p+1)]$$

$$Z(k) = [z(k) \cdots z(k-p+1)]$$

$$e^T(k) = [y(k) \cdots y(k-p+1)] - w^T(k) X(k)$$

$$c = (X^T(k) Z(k))^{-1} e(k)$$

$$d w(k) = Z(k) c$$

より求められる。実際にはステップサイズ μ を用いて

$$w(k+1) = w(k) + \mu Z(k) c$$

により、適応フィルタ係数を更新する。

【0025】つまりこの発明によれば (A) N チャンネルにおける受話信号に対して、それぞれ付加信号が付加された再生信号をそれぞれ生成し、(B) この再生信号を N 個のエコー経路を模擬した疑似反響経路に印加して疑似エコーを生成し、(C) N チャンネルの再生信号がエコー経路を介して收音された音響エコーから疑似エコーを差し引くことで音響エコー消去を行い、(D) 音響エコーと疑似エコーの差、 N チャンネルの受話信号および付加信号から修正ベクトルを求め、(E) その修正ベクトルを用いて疑似反響経路のインパルス応答を逐次修正するというステップにより多チャンネル音響エコー消去を行い、特にこの発明の1形態では上記ステップ (D) は

(D1) 付加信号ベクトルと受話信号ベクトルから、再生信号よりも付加信号情報をより多く含む修正用基本ベクトルを生成し、(D2) その修正用基本ベクトルの線形和を修正ベクトルとし、(D3) その線形和に用いる各修正用基本ベクトルの係数を、音響エコーと疑似エコーの差、再生信号および修正用信号から決定する、というステップを含むことがよい。さらにステップ (D1) において、受話信号ベクトルを a 倍 (a は $0 \sim 1$ の値) して付加信号ベクトルに加算して修正用基本ベクトルとする処理、もしくは (D1-a) 付加信号ベクトルと受話信号ベクトルから生成された再生信号ベクトルを、受話信号ベクトルの線形和とその受話信号ベクトルに直交するベクトルに分解して、再生信号ベクトルから受話信号ベクトルの線形和ベクトルの b 倍 (b は $0 \sim 1$ の値) を差し引いたベクトルを修正用基本ベクトルとする処理を行うとよい。

【0026】この発明の他の実施形態によれば前記付加信号を強調した信号 $z_n(k)$ を用いる考えをFLMS法に導入する。この場合は再生信号 $x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k))$ を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域で $M \times N$ 個の疑似反響経路によるフィル

タ処理を行ない、時間領域に再変換して M 個の疑似エコーを生成し (N は受話チャンネル数、 M は收音チャンネル数)、音響エコー信号と疑似エコー信号の誤差信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、修正用信号 $z_n(k)$ を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域において変換された誤差信号と変換された修正用信号を処理して修正ベクトルを求め、その修正ベクトルをもちいて周波数領域で疑似反響経路を更新する。ここで短時間区間は疑似反響経路のタップ数 L と対応した時間又はこれより短い時間である。

【0027】

【発明の実施の形態】実施例1

N (≥ 2) チャンネルの再生系と M (≥ 1) チャンネルの收音系とで構成される通信会議システムは、收音チャンネル毎に図8のような再生側の全 N チャンネルと收音側1チャンネルとの間の N 入力1出力時系列信号を処理する N チャンネルエコーキャンセル部7_n を備える。 N チャンネルエコーキャンセル部7_n には、受話信号と、その相関変動処理を経た受話信号が図9に示すように別々に入力され、これらから生成される再生信号

$$x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$$

が疑似エコー信号生成部(疑似反響経路)71に入力されて疑似エコー信号が生成され、減算器72により疑似エコー信号とマイクロホン3_n からの收音信号 $y(k)$ との差である誤差信号 $e(k)$ が求められ、この誤差信号 $e(k)$ がエコー経路推定部73に帰還される。

【0028】エコー経路推定部73内は、図10のようになっている。 $Z(k)$ 生成部731では、受話信号 $u_n(k)$ と付加信号 $g_n(u_n(k))$ から、各 $u_n(k)$ に対し a ($0 < a < 1$) を乗算し、修正基本ベクトルとして

$$z(k) = a u(k) + g(k)$$

$$Z(k) = [z(k) \cdots z(k-p+1)]$$

のように付加信号情報に対する受話信号情報の比率が再生信号よりも小さい信号ベクトル $z(k)$ を生成し、更に修正用信号行列 $Z(k)$ を生成する。 $X(k)$ 生成部732では

$$x(k) = u(k) + g(k)$$

$$X(k) = [x(k) \cdots x(k-p+1)]$$

のように受話信号ベクトルと付加信号ベクトルから再生信号行列 $X(k)$ を生成する。ただし、 a はあらかじめ設定された0より大きく1より小さい値であり、実験により良い値を決めておく。

【0029】誤差ベクトル生成部735では、これまでの残留信号から誤差ベクトル

$$e^T(k) = [y(k) \cdots y(k-p+1)] - w^T(k) X(k)$$

を生成し、修正係数算出部733では $Z(k)$ 、 $X(k)$ と誤差ベクトルから修正用の係数からなるベクトル

ル

$$c = (X^T(k) Z(k))^{-1} e(k)$$

を算出する。フィルタ係数更新部734では、修正係数 c とこれまでの修正用信号行列 $Z(k)$ から修正ベクトル $Z(k) c$ を求め

$$w(k+1) = w(k) + \mu Z(k) c$$

により適応フィルタの係数を更新する。ただし μ はステップサイズである。このときの計算量は、通常の射影アルゴリズムとほとんど変わらない。なお誤差ベクトル生成部735では、3次以上の射影アルゴリズムの場合、これまでの再生信号及びこれまでの修正係数も用いて誤差ベクトルを生成する。

実施例2

$N (\geq 2)$ チャンネルの再生系と $M (\geq 1)$ チャンネルの收音系とで構成される通信会議システムは、收音チャンネル*

$$u(k) + g(k) = [u(k) \quad u(k-1)] \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} + v(k)$$

...(1)

$$\begin{bmatrix} u^T(k) \\ u^T(k-1) \end{bmatrix} v(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0032】のように再生信号ベクトルに含まれ $u(k)$, $u(k-1)$ のなす平面に直交するベクトルとして $v(k)$ が求められる。 $U(k) = [u(k) \quad u(k-1)]$ とおき、上式に左から $U^T(k)$ をかけると

【0033】

【数5】

$$\begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} = (U^T(k)U(k))^{-1} U^T(k)(u(k) + g(k)) \quad \dots (2)$$

【0035】により求まる。各ベクトル $u(k)$, $u(k-1)$, $v(k)$ の関係は図11に示すようになる。つまり再生信号ベクトル $x(k)$ は受話信号ベクトルの線形和 $s_0 u(k) + s_1 u(k-1)$ と、これに直交するベクトル $v(k)$ に分解できる。★

$$v(k) + (1-b)U(k) \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix}$$

$$= u(k) + g(k) - bU(k)(U^T(k)U(k))^{-1} U^T(k)(u(k) + g(k)) \quad \dots (3)$$

【0037】が生成できる。この式の右辺の第1項は受話信号ベクトルであり、第2項以下の項は受話信号ベクトル線形和の b 倍の信号である。以上の式は2時点の受話信号ベクトルを用いる場合であるが、 $U(k)$ を r 時点の受話信号ベクトルから構成すれば、受話信号情報の付加信号情報に対する比率が再生信号よりも小さい修正基本ベクトル $z(k)$ は式(3)の右辺から求められる。ただし、 b はあらかじめ設定された0~1の範囲の

*毎に図8に示すように再生側の全 N チャンネルと收音側1チャンネルとの間の N 入力1出力時系列信号を処理する N チャンネルエコーキャンセル部7を備える。 N チャンネルエコーキャンセル部の内部は図9、図10に示したようになっている。

【0030】図9の N チャンネルエコーキャンセル部7において、疑似エコー信号生成部71への入力信号のベクトルは、

$$x(k) = u(k) + g(k)$$

10のように生成される。この入力信号ベクトルは、受話信号成分および受話信号と直交する成分に分離できる。一例として受話信号成分として2時点の受話信号ベクトル $u(k)$, $u(k-1)$ を考慮に入れた場合に、

【0031】

【数4】

$$U^T(k)(u(k) + g(k)) = U^T(k)U(k) \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix}$$

の関係から、 s_0 , s_1 は

【0034】

【数6】

★このとき受話信号ベクトルの線形和からなる成分を $1-b$ 倍することで、付加情報に対する受話信号情報の比率が小さい修正基本ベクトル

【0036】

【数7】

値であり、実験により良い値を求めておく。この処理が $Z(k)$ 生成部731にて行われたのち、

$$X(k) = [x(k) \quad \dots \quad x(k-p+1)]$$

$$Z(k) = [z(k) \quad \dots \quad z(k-p+1)]$$

$$e^T(k) = [y(k) \quad \dots \quad y(k-p+1)] - w^T(k) X(k)$$

$$c = (X^T(k) Z(k))^{-1} e(k)$$

$$w(k+1) = w(k) + \mu Z(k) c$$

により適応フィルタの係数を更新する。ただし μ はステップサイズである。

【0038】実施例3

図8中のNチャネルエコーキャンセル部7_mの処理に、FFTを用いるブロック信号処理を適用する疑似反響経路のインパルス応答の更新処理の手順の例を以下に示す。

ステップ1

各チャネルの受話信号 $u_n(k)$ と相関変動処理のための付加信号 $g_n(u_n(k))$ ($n=1, \dots, N$) から、再生信号 $x_n(k)$ と修正用信号 $z_n(k)$ を

$$x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k))$$

$$z_n(k) = a u_n(k) + g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$$

により生成する。ただし a は0より大きく1以下の値である。これら信号 $x_n(k)$ 、 $z_n(k)$ を、Lサンプル毎に長さ2Lの信号ベクトルにブロック化し、FFTをもちいて

$$X_{nf}(k) = \text{diag}(\text{FFT}([x_n(k-2L+1), \dots, x_n(k)]^T))$$

$$Z_{nf}(k) = \text{diag}(\text{FFT}([z_n(k-2L+1), \dots, z_n(k)]^T)) \quad (n=1, \dots, N)$$

のように周波数領域に変換する。

ステップ2

周波数領域で $X_{nf}(k)$ と $W_{nf}(k)$ を掛けることで、チャネルごとに入力信号ベクトルを、疑似反響経路でフィルタ処理する。このフィルタ処理結果を逆FFT処理し、時間領域での信号ベクトル $y_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を得る。

$$y_n(k) = [I_L \quad O_L] \text{IFFT}(X_{nf}(k) W_{nf}(k))$$

ただし、 O_L は $L \times L$ の零行列、 I_L は $L \times L$ の単位行列である。

ステップ3

$$P(k) = \text{diag}\left(\left[\frac{\mu}{p(k,1)+\delta} \dots \frac{\mu}{p(k,2L)+\delta}\right]\right),$$

$$p(k,i) = \beta p(k-L,i) + (1-\beta) \sum_{n=1}^N |T(X_{nf}(k),i)T(Z_{nf}(k),i)| \quad (i=1, \dots, 2L)$$

により計算される。 μ は0~1の値をとるステップサイズである。関数 $T(X_{nf}(k), i)$ は行列 $X_{nf}(k)$ の (i, i) 番目の要素を引き出している。 δ は分母が0になることを防止するための微小な正定数である。行列 $P(k)$ 中の $p(k, i)$ は、入力信号スペクトル $X_{nf}(k)$ と修正信号スペクトル $Z_{nf}(k)$ のクロススペクトル短時間平均になっている。つまり前回の修正用信号と再生信号のクロススペクトルの短時間平均の全チャネル分の総和と、今回の修正用信号と再生信号のクロススペクトルの短時間の全チャネル分の総和とを β

*信号ベクトル $y_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を加算して、疑似エコー信号のベクトル $y(k)$ を得る。

$$y(k) = \sum_{n=1}^N y_n(k)$$

ステップ4

時間領域にて收音信号ベクトル $y(k)$ と疑似エコーのベクトル $y(k)$ から誤差信号ベクトルを求め、その誤差信号ベクトルをFFTにより周波数領域に変換する。

$$e(k) = \text{FFT}([0, \dots, 0, y^T(k) - y^T(k)]^T)$$

ただし

$$y(k) = [y(k-L+1) \dots y(k)]^T$$

であり、 $\text{FFT}[\]$ 中の0の数はL個である。

【0039】ステップ5

誤差信号 $e(k)$ と修正用信号 $z_n(k)$ を周波数領域で処理し、修正ベクトル $d W_{nf}(k)$ を求める。周波数領域で $Z_{nf}^*(k)$ と $e(k)$ を乗算し、その結果を逆FFTして時間領域に変換し、その前半のL個を取り出して $v_{nf}(k)$ とする。

$$v_{nf}(k) = [I_L \quad O_L] \text{IFFT}(Z_{nf}^*(k) e(k))$$

更にこの $v_{nf}(k)$ にL個の0を後詰めして、FFTにより周波数領域に変換する。

$$d W_{nf}(k) = \text{FFT}([v_{nf}^T(k), 0, \dots, 0]^T)$$

ただし行列 $Z_{nf}^*(k)$ の各成分は修正用信号 $z_n(k)$ から生成された行列 $Z_{nf}(k)$ 各成分の複素共役である。

ステップ6

各チャネルの適応フィルタを次式で更新する。

$$W_{nf}(k+L) = W_{nf}(k) + P(k) d W_{nf}(k)$$

ただし行列 $P(k)$ は、

【数8】

で重み付け加算して、今回の短時間平均総和を求める。

【0040】Nチャネルエコーキャンセル部7_mの機能構成は、図12に示すようになる。受話信号および付加信号をTF変換する81_nは、図4中のTF変換部44_nに対応している。受話信号 $u_n(k)$ には加算器811_nにより付加信号 $g_n(u_n(k))$ が加算されて再生信号 $x_n(k)$ が生成され、再生信号 $x_n(k)$ はTF変換部812_nによって $X_{nf}(k)$ に変換される。また受話信号 $u_n(k)$ は減衰器813_nにより a 倍(ただし a は0から1の値)され、加算器814_nにより付加信号 g

$n(u_n(k))$ が加算されて修正用信号 $z_n(k)$ が生成される。修正用信号 $z_n(k)$ は T F 変換部 815 n により $Z_{nf}(k)$ に変換される。 $X_{nf}(k)$ はフィルタ処理部(疑似エコー信号生成部) 82 n に、 $Z_{nf}(k)$ はフィルタ更新部 88 n にそれぞれ渡される。フィルタ処理部 82 n、F T 変換部 83 n、ベクトル加算部 84 では、ステップ 2, 3 の処理を行い疑似エコー信号が生成される。マイクロホン 3 m からの收音信号 $y(k)$ は、ブロック化部 85 で L サンプルごとにブロック化され、ステップ 4 にしたがってベクトル減算部 86 にて疑似エコー信号ベクトルとの誤差がとられ、その誤差ベクトルは T F 変換部 87 で周波数領域へ変換される。フィルタ更新部 88 n ($n=1, \dots, N$) は、ステップ 5, 6 にしたがって周波数領域で $w_{nf}(k)$ を更新することで、適応フィルタを更新する。フィルタ更新部 88 n は、図 13 A に示すように、誤差信号 $e_f(k)$ と修正用基本ベクトル $Z_{nf}(k)$ が修正ベクトル生成部 881 n に入力されて周波数領域で処理されて修正ベクトル $d w_{nf}(k)$ が出力され、この修正ベクトル $d w_{nf}(k)$ により逐次更新部 882 n において周波数領域で疑似反響経路のインパルス応答が $w_{nf}(k)$ から $w_{nf}(k+L)$ に更新される。

【0041】この際に、入力信号の白色化処理を行う場合は、 $d w_{nf}(k)$ に対し、行列 $P(k)$ により補正部 883 n で補正して、逐次更新部 882 n へ供給する。行列 $P(k)$ の生成は、図 13 B に示すように $X_{nf}(k)$ 、 $Z_{nf}(k)$ の各 i 番目の要素(スペクトル) ($i=1, \dots, 2L$) ごとに乗算部 884 n で乗算してクロススペクトルを求め、これらクロススペクトルを加算部 885 で全チャンネル分を加算し、この加算値 $p'(k, i)$ と、前回の対応する (i 番目の) クロススペクトルの短時間平均 $p(k-L, i)$ とが平均化部 886 で荷重平均され、今回の i 番目のクロススペクトル短時間平均 $p(k, i)$ とする。この荷重平均は例えば $\beta p(k-L, i) + (1-\beta) p'(k, i) = p(k, i)$ とする。 β は 0~1 の値であり、 $p(k, i)$ の値が平滑化される。更にこれら各 i 番目のクロススペクトル短時間平均の逆数にステップサイズ μ が乗算された各値を要素とする対角行列 $P(k)$ が補正行列生成部 889 で生成される。

【0042】実施例 4

F L M S 法および実施例 3 の手法は、適応フィルタ(疑似反響経路)長が L のとき、 L サンプル毎に過去 $2L$ サンプル分の信号ブロックをもちいて、計算効率よく適応信号処理を行う手法である。この手法では、信号が L サンプル分蓄積してから 1 フレーム分の適応信号処理が開始されるために、信号処理に L サンプルの処理遅延が生じる。会議室用エコーキャンセラでは適応フィルタ長が部屋の残響時間と同等の例えば 300 ms 以上になるため、処理遅延が無視できない影響を持つ。またフィルタ

の更新頻度も低くなるために、例えばマイクロホンが動くなどしてエコー経路の特性が変動すると、エコーがすぐには消去されない問題が生じる。文献 J. S. Soo and K. K. Pang, "Multidelay Block Frequency Domain Adaptive Filter," IEEE Trans. on ASSP, vol. ASSP 38, no. 2, pp. 373-376 (1990) では、マルチディレイ・フィルタ(以下 M D F と略す)をもちいて、処理遅延が大きく更新レートが低いという F L M S 法の問題を解決している。周波数領域の信号処理では、畳み込み処理はオーバーラップセーブ法により実現されている。M D F は、この畳み込み処理により小さいブロック同士のオーバーラップセーブ処理に分割できることを利用する。適応フィルタのタップ長を L 、分割数を D (ただし L は D で割り切れる)、 $L' = L/D$ とすると、M D F 法では L' サンプル毎に畳み込み処理が可能のため、 L' サンプル毎に適応信号処理を適用することが可能になる。実施例 3 の手法も、以下のステップのように M D F 法と組み合わせることで、処理遅延と低更新レートの問題が解決される。

【0043】ステップ 1

各チャンネルの受信信号 $u_n(k)$ と相関変動処理のための付加信号 $g_n(u_n(k))$ ($n=1, \dots, N$) から、再生信号 $x_n(k)$ と修正用信号 $z_n(k)$ を

$$x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k))$$

$$z_n(k) = a u_n(k) + g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$$

により生成する。ただし a は 0 より大きく 1 以下の値である。これら $x_n(k)$ 、 $z_n(k)$ を L' サンプル毎に長さ $2L'$ の信号ベクトルにブロック化し、F F T をもちいて

$$X_{nf}(k, D) = \text{diag} (F F T ([x_n(k-2L' + 1), \dots, x_n(k)]^T))$$

$$Z_{nf}(k, D) = \text{diag} (F F T ([z_n(k-2L' + 1), \dots, z_n(k)]^T)) \quad (n=1, \dots, N)$$

のように周波数領域に変換する。また、疑似反響経路(適応フィルタ)長は L であり、 $D-1$ 個前まで計算結果を用いて、各 L' についてフィルタ処理する必要があるから、

$$X_{nf}(k, d) = X_{nf}(k-L', d+1) \quad (d=1, \dots, D-1)$$

$$Z_{nf}(k, d) = Z_{nf}(k-L', d+1) \quad (d=1, \dots, D-1)$$

とする。

ステップ 2

チャンネルごとに周波数領域で掛け算処理を行うことで、入力信号ベクトルをフィルタ処理する。計算結果を逆 F F T 処理し、時間領域での信号ベクトル $y_n(k)$ を得る。

$$y_n(k) = [I_{L'} \quad O_{L'}] I F F T (\sum_{d=1}^D X_{nf}(k, d) w_{nf}(k, d))$$

ただし、 $O_{L'}$ は $L' \times L'$ の零行列、 $I_{L'}$ は $L' \times$

L' の単位行列である。

ステップ3

信号ベクトル $\hat{y}_n(k)$ ($n=1, \dots, N$) を加算して、疑似エコー信号のベクトル $\hat{y}(k)$ を得る。

$$\hat{y}(k) = \sum_{n=1}^N \hat{y}_n(k)$$

ステップ4

受信信号と疑似エコーの誤差信号のベクトルを

$$e(k) = \text{FFT}([0, \dots, 0, y^T(k) - \hat{y}^T(k)]^T)$$

で算出する。ただし

$$y(k) = [y(k-L'+1) \dots y(k)]^T$$

であり、 $\text{FFT}([\dots])$ 内の0の数は L' 個である。

【0044】ステップ5

誤差信号と修正用信号を周波数領域で処理し、修正ベク *

$$P(k) = \text{diag}\left[\frac{\mu}{p(k,1)+\delta} \dots \frac{\mu}{p(k,2L)+\delta}\right],$$

$$p(k,i) = \beta p(k-L',i) + (1-\beta) \sum_{n=1}^N \sum_{d=1}^D |T(X_n(k,d),i)T(Z_n(k,d),i)| \quad (i=1, \dots, 2L')$$

により計算され、 μ は0~1の値をとるステップサイズである。また δ は分母が0になることを防止するための微小な正定数である。

【0045】実施例4のNチャンネルエコーキャンセル部7内部は、実施例3と同様に図12に示したような機能構成をとる。受話信号 $u_n(k)$ には加算器811nにより付加信号 $g_n(u_n(k))$ が加算されて、再生信号 $x_n(k)$ が生成され、更にTF変換部812nによって

$X_{nf}(k)$ に変換される。また受話信号 $u_n(k)$ は減衰器813nにより a 倍（ただし a は0から1の値）され、加算器814nにより付加信号 $g_n(u_n(k))$ が加算されて、修正用信号 $z_n(k)$ が生成される。 $z_n(k)$ はTF変換部815nにより $Z_{nf}(k)$ に変換される。

$X_{nf}(k)$ はフィルタ処理部82nへ、 $Z_{nf}(k)$ はフィルタ更新部88nに渡される。フィルタ処理部82n、FT変換部83n、ベクトル加算部84では、ステップ2、3の処理を経て疑似エコー信号が生成される。

マイクロホン3からの受信信号 $y(k)$ は、ブロック化部85でブロック化され、ステップ4にしたがってベクトル加算部86にて疑似エコー信号ベクトルとの誤差がとられ、TF変換部87で周波数領域へ変換される。フィルタ更新部88nではステップ5、6にしたがって適応フィルタが更新される。N入力1出力適応フィルタについて、チャンネル当りの適応フィルタ長を L とすると、 L サンプル分の疑似エコー信号を算出するのに必要となる積算の演算量は、NLMS法では、 $NL(2L+4)$ である。一方、実施例4の方法で必要となる積算の演算量は $NL((4D+8)\log_2(L/D)+15D+5)$ である。チャンネル当りの適応フィルタタップ数を $L=1024$ とするとき、実施例4の方法で適応フ

*トルド $w_{nf}(k)$ を求める。

$$v_{nf}(k,d) = [I_{L'} \quad O_{L'}] \text{IFFT}(Z_{nf}^*(k,d) e(k))$$

$$d w_{nf}(k,d) = \text{FFT}([v_{nf}^T(k,d), 0, \dots, 0]^T) \quad (d=1, \dots, D)$$

ただし行列 $Z_{nf}^*(k)$ の各成分は行列 $Z_{nf}(k)$ 各成分の複素共役であり、 $\text{FFT}([\dots])$ 内の0の数は L' 個である。

ステップ6

10 各チャンネルの適応フィルタを次式で更新する。

$$w_{nf}(k+L',d) = w_{nf}(k,d) + P(k) d w_{nf}(k,d) \quad (d=1, \dots, D)$$

ただし、行列 $P(k)$ は、

【数9】

ィルタを $L/4$ タップ毎に更新する場合の演算量はNLMS法の約12.5%であり、 $L/8$ タップ毎に更新する場合の演算量は約20%である。このように演算量をNLMS法と比較して低く抑えたまま、FLMS法と比較して、処理遅延を大幅に小さくすることができる。

【0046】以上述べたようにこの発明は再生信号 $x_n(k)$ と比較して付加信号 $g_n(u_n(k))$ の比率が大きい修正用信号を用いて、疑似反響経路のインパルス応答を逐次更新するための修正ベクトル $d w(k)$ を作る点に特徴がある。よってこの基本構成を図14に示すと共に以下にその処理手順を説明する。第1~第Nチャンネルの各受話信号を

$$u_1(k) \dots u_N(k)$$

第1~第Nチャンネルの各付加信号を

$$g_1(u_1(k)) \dots g_N(u_N(k))$$

第1~第Nチャンネルの適応フィルタ（疑似反響経路）のフィルタ係数（インパルス応答）を

$$w_n = [w_n(0) \dots w_n(L-1)]^T \quad (n=1, \dots, N)$$

40 とする。ただし、 L は適応フィルタのチャンネル当りのタップ数である。第1~第Nチャンネルの受話信号に付加信号を付加して再生信号

$$x_n(k) = u_n(k) + g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$$

とし、第1~第Nチャンネルの修正用信号を

$$z_n(k) = a u_n(k) + g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$$

とし、それぞれ $x_n(k)$ 生成部91、 $z_n(k)$ 生成部92で

$$x_n(k) = [x_n(k) \dots x_n(k-L+1)]^T \quad (n=1, \dots, N)$$

$$z_n(k) = [z_n(k) \cdots z_n(k-L+1)]^T \quad (n=1, \dots, N)$$

のようにベクトル化する。

【0047】実際に収音された信号 $y(k)$ と適応フィルタ(疑似エコー信号生成部) 93により予測された信号 $\hat{y}(k)$ との差 $e(k)$ を、減算部94により $e(k) = y(k) - \sum_{n=1}^N w_n^T(k) x_n(k)$ と求める。この誤差信号 $e(k)$ と修正用基本ベクトル $z_n(n=1, \dots, N)$ とを用いて修正ベクトル生成部95で

$d w_n(k) = e(k) z_n(k) \quad (n=1, \dots, N)$ を求める。各チャンネルの適応フィルタ93の係数を逐次更新部96により

$$w_n(k+1) = w_n(k) + \mu d w_n(k) \quad (n=1, \dots, N)$$

と更新する。 μ は毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御するパラメータであり、ステップサイズと呼ばれる。なお修正用信号の生成は $z_n(k) = u_n(k) + b g_n(u_n(k)) \quad (n=1, \dots, N)$ 、 $b > 1$ としてもよい。

【0048】効果の実証例(1)

再生チャンネル数 $N=2$ 、収音チャンネル数 $M=1$ の音響系と多チャンネル・エコーキャンセラに実施例1の手法を適用して数値シミュレーションを行った。サンプリング周波数を 8 kHz に設定し、音響エコー経路として残響時間 200 ms の部屋で実測した室内伝達関数を 700 タップに打ち切って使用した。相互相関一定の2チャンネル受話信号は、2本の 40 dB SNR のマイクロホンで単一話者の音声を収音している状況をシミュレートして生成した。適応フィルタのタップ数は1チャンネル当り 600 タップに設定し、適応アルゴリズムに2次射影アルゴリズムを用いた。

【0049】相関変動処理として、半波整流方式

$$g_1(u(k)) = d(u(k) + |u(k)|) / 2$$

$$g_2(u(k)) = d(u(k) - |u(k)|) / 2$$

を、 $d=0.26$ として用いた。推定性能は、音響エコー経路のインパルス応答からなるベクトル h と適応フィルタの各インパルス応答後部に0詰めして h とサイズをそろえたベクトル $w'(k)$ との相対誤差

$$|h - w'(k)| / |h|$$

で評価した。

【0050】付加信号なしで従来の2次射影アルゴリズムを $\mu=0.5$ で適用した場合(A)、付加信号を加えて従来の2次射影アルゴリズムを $\mu=0.5$ で適用した場合(B)、この発明の実施例1の手法を $p=2$ 、 $a=0.1$ 、 $\mu=0.5$ で適用した場合(C)の適応フィルタの推定性能を図15に示す。このグラフによれば、従来の2次射影アルゴリズムでは、係数誤差は飽和しないものの減少は緩やかで、 10 s 後の係数誤差は -7.0 dB 程度にとどまる。しかしこの発明法によれば、 10

s 後の係数誤差は -13.6 dB まで減少し、この発明が優れていることがわかる。

【0051】効果の実証例(2)

実際に数値シミュレーションを行った結果を図16に示す。この数値シミュレーションでは、サンプリング周波数を 8 kHz に設定し、音響エコー経路として残響時間 200 ms の部屋で実測した室内伝達関数を 700 タップに打ち切って音響エコーを生成した。相互相関一定の2チャンネル受話信号 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ は、2本のマイクロホンで単一話者の音声を収音している状況を模擬することで生成した。適応フィルタのタップ数は1チャンネル当り 512 タップに設定し、従来適応アルゴリズムとして NLMS 法と FLMS 法を適用した場合と、この発明の実施例4の方法とを比較した。相関変動処理には、文献P. Eneroth, T. Gaensler, S. Gay and J. Benesty, "Studies of a wideband stereophonic acoustic echo canceler," Proc. 1999 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, pp. 207-210 (1999) でもちいられている半波整流方式

$$g_1(u(k)) = d(u(k) + |u(k)|) / 2$$

$$g_2(u(k)) = d(u(k) - |u(k)|) / 2$$

を、聴感上違和感のほとんどない $d=0.26$ で適用した。2チャンネルエコーキャンセラ部への入力

$$x_1(k) = u_1(k) + g_1(u_1(k))$$

$$x_2(k) = u_2(k) + g_2(u_2(k))$$

とした。推定性能は、音響エコー経路のインパルス応答からなるベクトル h と適応フィルタの各インパルス応答後部に0詰めして h とサイズをそろえたベクトル $w'(k)$ との相対誤差

$$|h - w'(k)| / |h|$$

で評価した。付加信号を加えて従来の NLMS アルゴリズムを $\mu=0.5$ で適用した場合(A)、付加信号を加えて FLMS アルゴリズムを $\mu=0.5$ で適用した場合(B)とこの発明の実施例4の手法を分割数 $D=4$ 、 $a=0.1$ 、 $\mu=0.5$ で適用した場合(C)の適応フィルタの推定性能を図15に示す。このグラフによれば、従来の NLMS アルゴリズムでは、係数誤差は飽和しないものの減少は緩やかで、 10 s 後の係数誤差は -6.0 dB 程度にとどまり、 FLMS 法をもちいると白色化処理により係数誤差は約 -12 dB まで減少する。この発明実施例2の方法によれば、 10 s 後の係数誤差はさらに低下し約 -18 dB にまで減少する。

【0052】上述においては受話信号に付加信号を付加して再生信号としたが、受話信号を処理して再生信号を得てもよい。この場合は、再生信号から受話信号を引算して付加信号を求めて、前述したこの発明の方法を行えばよい。また付加信号は受話信号を処理したものに限らず、受話信号とは独立に生成したものでもよい。上述したこの発明による多チャンネルエコー消去はコンピュータにより機能させることもできる。つまり例えば図17に

示すように、受話信号 $u_1(k)$, ..., $u_N(k)$ は入力部 21 より入力され、音響エコー信号 $y(k)$ は入力部 22 より入力され、これら入力信号はデータ記憶部 24 に一時格納され、記憶部 24 から読み出されて、付加信号の生成、再生信号行列 $X(k)$ の生成、修正用基本ベクトル行列 $Z(k)$ の生成、疑似反響経路の生成、疑似エコー信号の生成、音響エコー信号から疑似エコー信号の除去、その誤差信号、修正用基本ベクトルから修正ベクトルの算出、修正ベクトルにより疑似反響経路のインパルス応答の逐次修正などを、ワーク用メモリ 25 を必要に応じて用いて、プロセッサ 26 によりメモリ 27 に格納されているプログラムを実行させることにより行わせる。エコー消去された信号は出力部 23 から出力される。この場合プロセッサを複数用いて、それぞれに処理を分担させると共に 1 つのプロセッサにより統括的処理を行うように、それぞれプロセッサに対応したプログラムを各別のメモリに格納してもよい。このプログラムは CD-ROM、磁気ディスクあるいは通信回線からインストールされて用いられる。

【0053】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、付加信号情報に対する受話信号情報の比率を小さくした信号から適応フィルタの修正ベクトルを求める新しい適応アルゴリズムにより、多チャネル・エコー消去方法の推定性能を向上させている。特に適応フィルタ更新処理を周波数領域で行う場合は演算量を大幅に減少できる。これにより、対地で話者が交代し受話信号の相互相関が変化しても、エコーの増加を抑えることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】多チャネルエコー消去装置の一般的構成を示す図。

【図 2】図 1 中の N チャネルエコーキャンセル部 4_m の機能構成を示す図。

【図 3】図 2 中のエコー経路推定部 43 の機能構成を示す図。

【図 1】

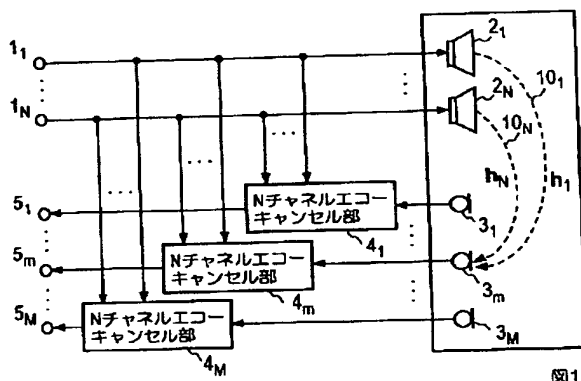


図1

す図。

【図 4】周波数領域で適応フィルタ更新処理を行う従来機能を示す機能構成図。

【図 5】受話信号に付加信号を加えた、多チャネルエコー消去装置の構成を示す図。

【図 6】従来の方法による疑似エコー経路のインパルス応答係数推定誤差の時間経過を示す図。

【図 7】受話信号による誤差信号パワー（点線）と、付加信号による誤差信号パワー（実線）の時間変化を示す図。

【図 8】この発明が適用された多チャネルエコー消去装置の構成例を示す図。

【図 9】図 7 中のこの発明による N チャネルエコーキャンセル部 7_m の機能構成例を示す図。

【図 10】図 9 中のエコー経路推定部 73 の機能構成例を示す図。

【図 11】再生信号ベクトルを受話信号ベクトルの線形和と、これに直交するベクトルとに分解した様子を示す図。

【図 12】適用フィルタの更新処理を周波数領域で行うこの発明の実施例の機能構成を示す図。

【図 13】A は図 12 中のフィルタ更新部を更に具体化した例を示す図、B は図 12 中のフィルタ更新部における白色化処理のための機能構成を示す図である。

【図 14】この発明の基本的な機能構成を示す図。

【図 15】従来法とこの発明方法（実施例 1）による疑似エコー経路のインパルス応答係数推定誤差の時間経過を示す図。

【図 16】従来法とこの発明方法（実施例 4）による疑似エコー経路のインパルス応答係数推定誤差の時間経過を示す図。

【図 17】この発明装置をコンピュータにより実行させる場合の構成例を示す図。

【図 2】

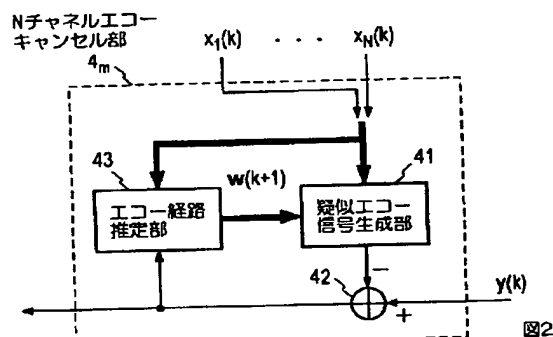


図2

【図3】

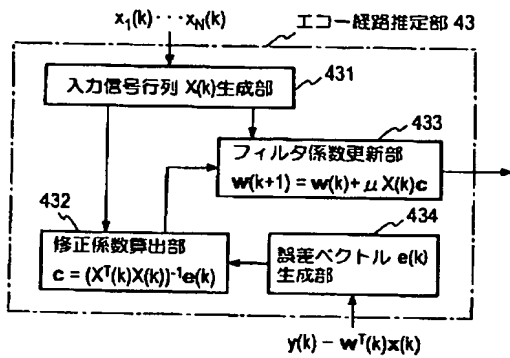


図3

【図6】

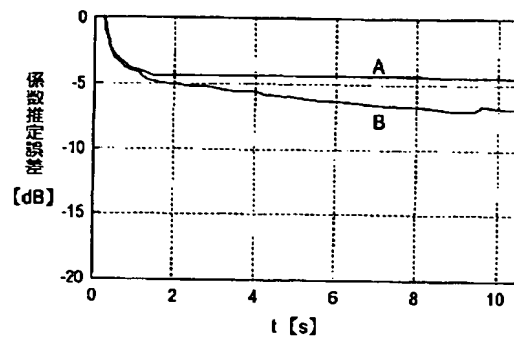


図6

【図4】

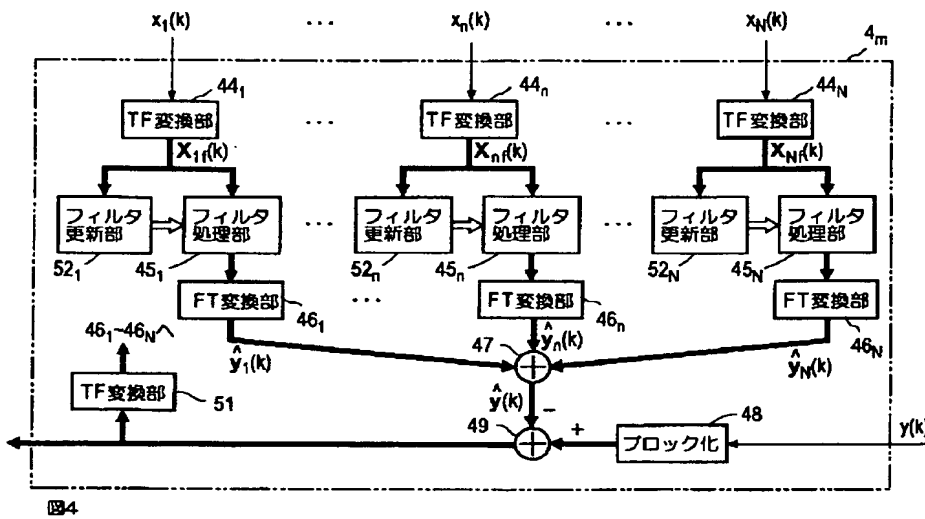


図4

【図7】

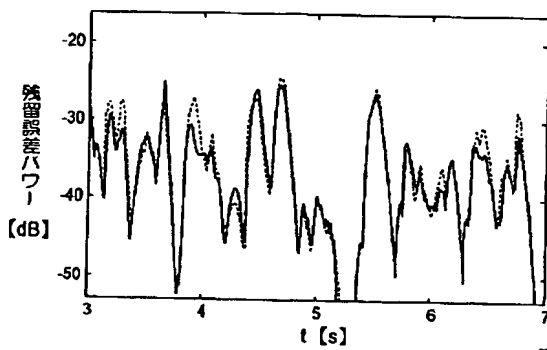


図7

【図8】

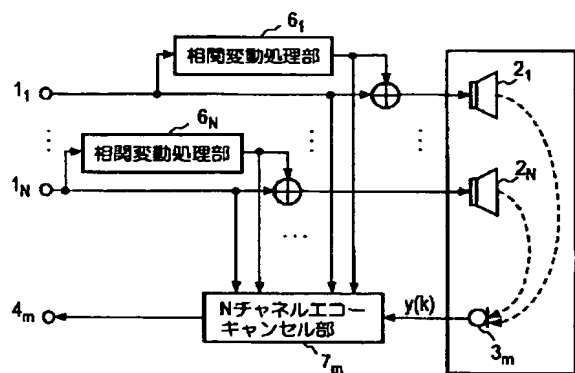


図8

【図5】

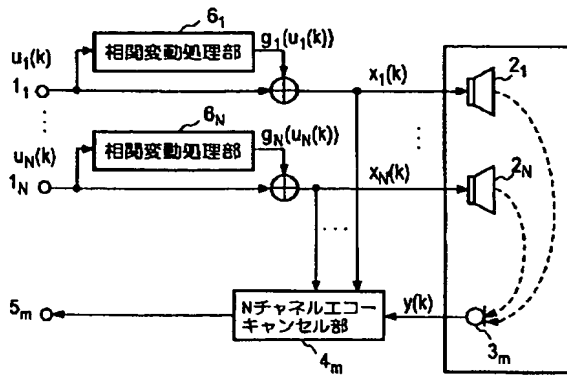


図5

【図9】

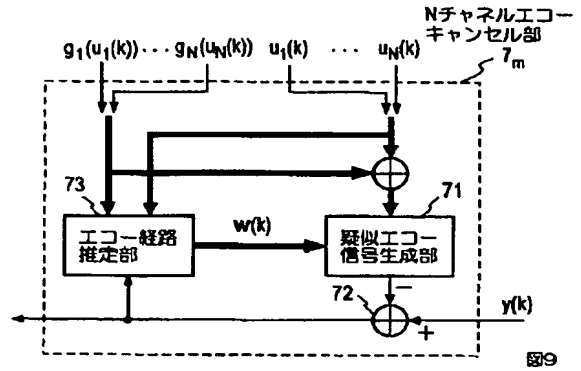


図9

【図10】

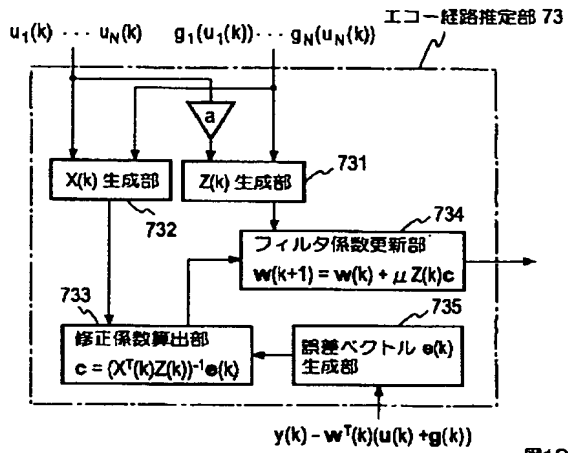


図10

【図15】

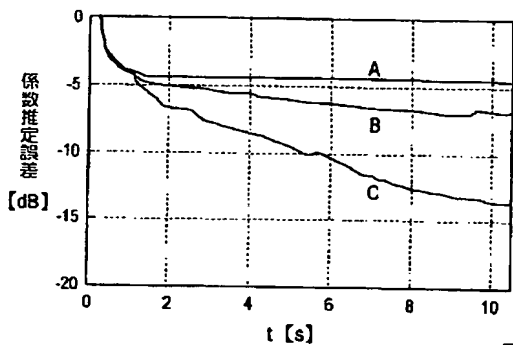


図15

【図11】

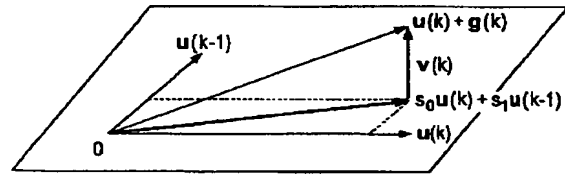


図11

【図16】

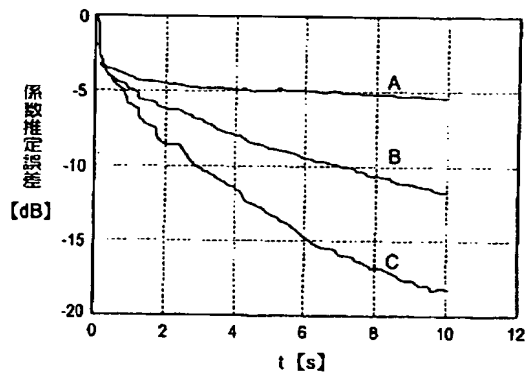
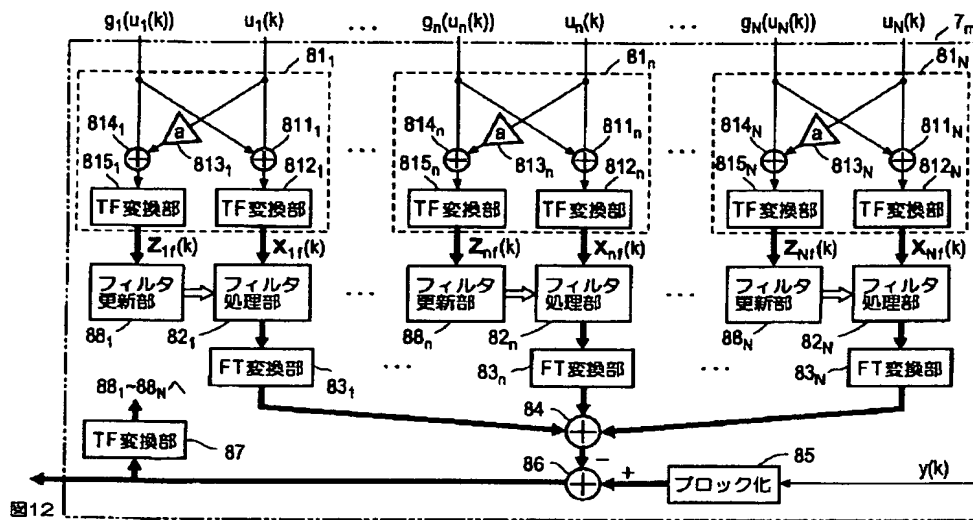


図16

【図12】



【図13】

【図17】

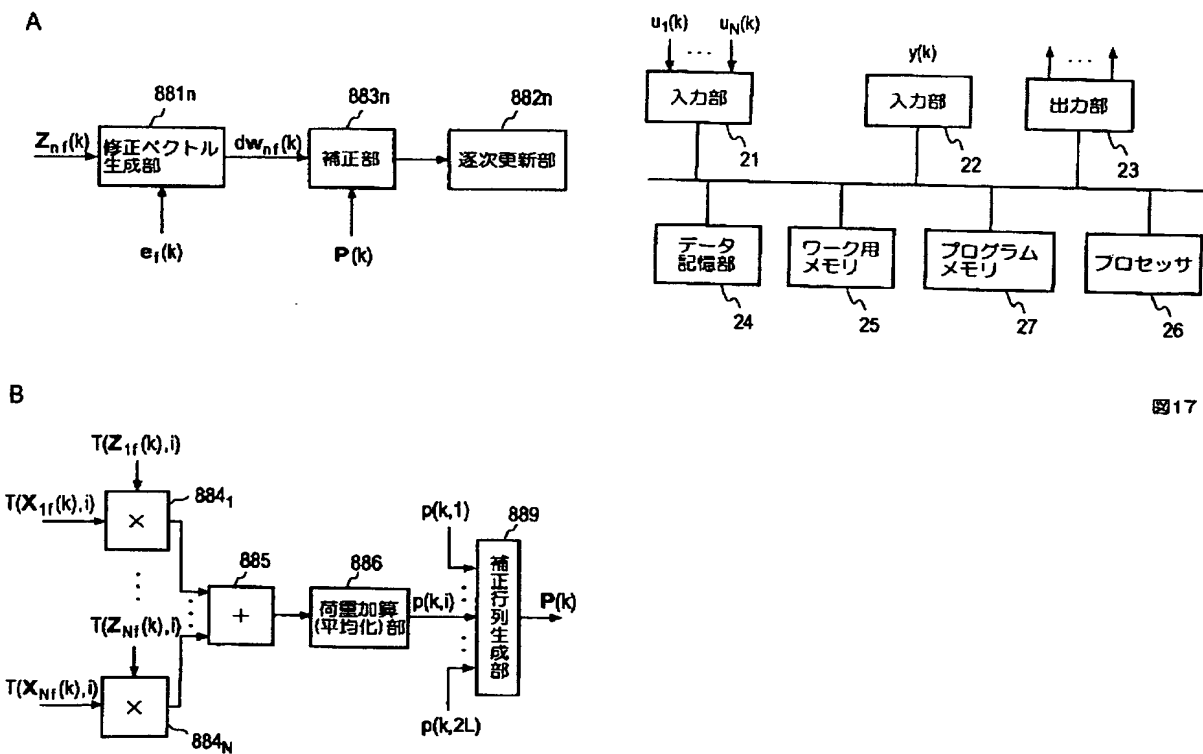


図17

図13

【図14】

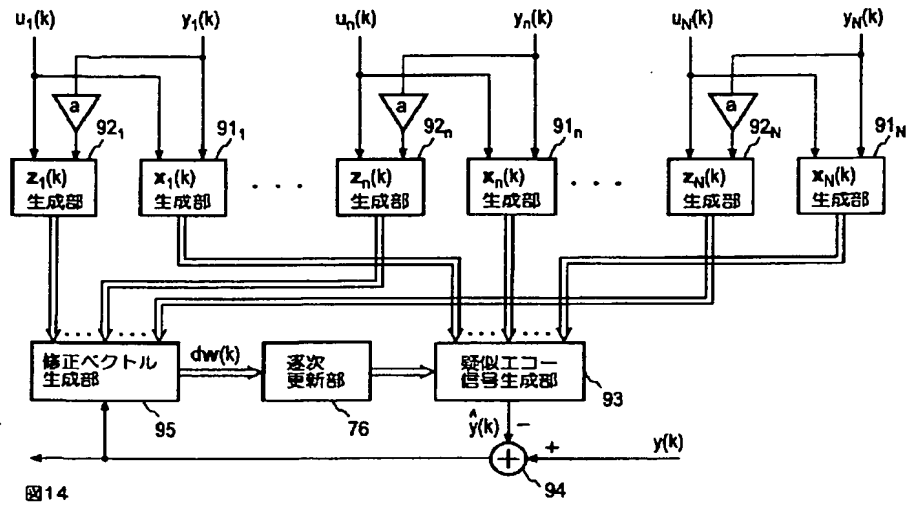


図14